

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-237309

(43) 公開日 平成8年(1996)9月13日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 25/40		9199-5K	H 0 4 L 25/40	C
7/027			7/02	A
27/22			27/22	C

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願平7-36783

(22) 出願日 平成7年(1995)2月24日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 田中 宏一郎

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 木村 知弘

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 竜田 明浩

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74) 代理人 弁理士 小笠原 史朗

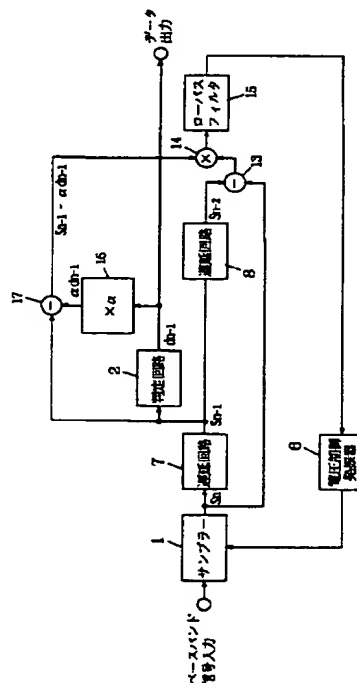
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 データ再生方法およびデータ再生装置

(57) 【要約】

【目的】 回路をシンボルレートよりも高い周波数で動作させる必要をなくし、しかもサンプリングクロックの位相シフト調整を不要にすることである。

【構成】 サンプラー1は、入力されたベースバンド信号をサンプリングクロックに従ってサンプリングして、サンプル値  $S_n$  を保持する。遅延回路7と遅延回路8とは、それぞれ  $S_{n-1}$  と  $S_{n-2}$  とを保持する。判定回路2は、サンプル値  $S_{n-1}$  を判定してデータ  $d_{n-1}$  を出力する。定数乗算器16は、 $d_{n-1}$  を定数  $\alpha$  倍する。減算器17は、 $S_{n-1}$  から  $d_{n-1}$  を減算する。減算器13は、 $S_{n-2}$  から  $S_n$  を減算する。乗算器14は、減算器17の出力と減算器13の出力とを乗算して、タイミング誤差信号を出力する。ローパスフィルタ15は、このタイミング誤差信号の低域成分を抽出して、電圧制御発振器6に制御電圧を与える。電圧制御発振器6は、この制御電圧に依存する周波数のサンプリングクロックを出力する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、前記入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列と、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列を時間軸上で 1 シンボル分移動させた推定値系列との間の相関値を計算し、前記相関値の極性に応じて、前記入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする、データ再生方法。

【請求項 2】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、前記入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列と、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列を時間軸上で 1 シンボル分移動させた第 1 の推定値系列との間の第 1 の相関値を計算し、前記サンプル値系列と、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列を前記第 1 の推定値系列とは逆方向に 1 シンボル分移動させた第 2 の推定値系列との間の第 2 の相関値を計算し、前記第 1 の相関値と前記第 2 の相関値との差の極性に応じて、前記入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする、データ再生方法。

【請求項 3】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、前記入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、前記差値系列と、前記推定値系列を時間軸上で 1 シンボル分移動させた推定値系列との間の相関値を計算し、前記相関値の極性に応じて、前記入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする、データ再生方法。

【請求項 4】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、前記入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、前記差値系列と、前記推定値系列を時間軸上で 1 シンボル分移動させた第 1 の推定値系列との間の第 1 の相関値を計算し、前記差値系列と、前記推定値系列を前記第 1 の推定値系列とは逆方向に 1 シンボル分移動させた第 2 の推定値系列との間の第 2 の相関値を計算し、前記第 1 の相関値と前記第 2 の相関値との差の極性に応じて、前記入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする、データ再生方法。

【請求項 5】 入力信号をサンプリングして得たサン

プル値から元のデータを再生する方法であって、

前記入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、

前記差値系列と、前記サンプル値系列を時間軸上で 1 シンボル分移動させた第 1 のサンプル値系列との間の相関値を計算し、

前記相関値の極性に応じて、前記入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする、データ再生方法。

【請求項 6】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、前記入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、

前記差値系列と、前記サンプル値系列を時間軸上で 1 シンボル分移動させた第 1 のサンプル値系列との間の第 1 の相関値を計算し、

前記差値系列と、前記サンプル値系列を前記第 1 のサンプル値系列とは逆方向に 1 シンボル分移動させた第 2 のサンプル値系列との間の第 2 の相関値を計算し、

前記第 1 の相関値と前記第 2 の相関値との差の極性に応じて、前記入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする、データ再生方法。

【請求項 7】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、前記サンプリングクロックに同期して前記入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、前記サンプル値に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた送信シンボルの推定値を生成する推定値生成手段と、前記推定値と前記サンプル値とを乗算する乗算手段と、前記乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、

前記ローパスフィルタの出力により、前記クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする、データ再生装置。

【請求項 8】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、前記サンプリングクロックに同期して前記入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、前記サンプル値に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた送信シンボルの第 1 の推定値と、当該サンプル値に対して第 1 の推定値とは逆方向に 1 シンボル分ずれた送信シンボルの第 2 の推定値とを生成する推定値生成手段と、前記サンプル値と前記第 1 の推定値とを乗算する第 1 の乗算手段と、

前記サンプル値と前記第 2 の推定値とを乗算する第 2 の乗算手段と、

前記第 1 の乗算手段の出力の低域を通過させる第 1 のローパスフィルタと、

前記第 2 の乗算手段の出力の低域を通過させる第 2 のローパスフィルタと、

前記第 1 のローパスフィルタの出力から前記第 2 のローパスフィルタの出力を減ずる減算手段とを備え、

前記減算手段の出力により、前記クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする、データ再生装置。

【請求項 9】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、

サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、

前記サンプリングクロックに同期して前記入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、

前記サンプル値に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた送信シンボルの第 1 の推定値と、当該サンプル値に対して第 1 の推定値とは逆方向に 1 シンボル分ずれた送信シンボルの第 2 の推定値とを生成する推定値生成手段と、前記第 1 の推定値から前記第 2 の推定値を減ずる減算手段と、

前記サンプル値と前記減算手段の出力とを乗算する乗算手段と、

前記乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、

前記ローパスフィルタの出力により、前記クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする、データ再生装置。

【請求項 10】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、

サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、前記サンプリングクロックに同期して前記入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、

前記サンプル値から、当該サンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減ずる第 1 の演算手段と、前記サンプル値に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた送信シンボルの推定値と、前記演算手段の出力とを乗算する第 2 の演算手段と、

前記演算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、

前記ローパスフィルタの出力により、前記クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする、データ再生装置。

【請求項 11】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、前記サンプリングクロックに同期して前記入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、前記サンプル値から、前記サンプル値に対する送信シン

ボルの推定値の定数倍を減ずる第 1 の演算手段と、

前記サンプル値に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた送信シンボルの第 1 の推定値から、当該サンプル値に対して第 1 の推定値とは逆方向に 1 シンボル分ずれた送信シンボルの第 2 の推定値を減ずる第 2 の演算手段と、

前記第 1 の演算手段の出力と前記第 2 の演算手段の出力とを乗算する乗算手段と、

前記乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、

前記ローパスフィルタの出力により、前記クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする、データ再生装置。

【請求項 12】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、

サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、前記サンプリングクロックに同期して前記入力信号をサンプリングして第 1 のサンプル値を出力するサンプラーと、

前記第 1 のサンプル値から、当該第 1 のサンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減ずる演算手段と、前記第 1 のサンプル値に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた第 2 のサンプル値と、前記演算手段の出力とを乗算する乗算手段と、

前記乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、

前記ローパスフィルタの出力により、前記クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする、データ再生装置。

【請求項 13】 入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、

サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、前記サンプリングクロックに同期して前記入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、

前記サンプル値と所定の時間関係を有する第 1 のサンプル値から、当該第 1 のサンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減じると共に、その出力が前記サンプル値に対して時間軸上で所定シンボル分遅延されている演算手段と、

前記演算手段の出力に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた第 2 のサンプル値から、当該演算手段の出力に対して第 2 のサンプル値とは逆方向に 1 シンボル分ずれた第 3 のサンプル値を減ずる減算手段と、

前記演算手段の出力と前記減算手段の出力とを乗算する乗算手段と、

前記乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、

前記ローパスフィルタの出力により、前記クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする、データ再生装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、データ再生装置に関し、より特定的には、ベースバンド信号をサンプリングしてデータに変換するためのデータ再生装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】一般に、ベースバンド信号をデータに変換するためには、所定の周期と位相とを有するクロック信号を必要とする。従来、このクロック信号を発生するために、ベースバンド信号から所定のクロック信号を再生するクロック再生回路が用いられている。

【0003】以下、従来のデータ再生装置について説明する。図14は、従来のデータ再生装置のブロック図である。図14において、このデータ再生装置は、クロック成分抽出回路21と、位相比較回路22と、ローパスフィルタ23と、電圧制御発振器24と、位相シフト回路25と、サンプラー26と、判定回路27とを備えている。

【0004】クロック成分抽出回路21は、ゼロクロス検出器や自乗回路などから構成され、入力されたベースバンド信号からシンボルレートの成分をもつ信号を抽出する。電圧制御発振器24は、ベースバンド信号を所定のタイミングでサンプリングするためのクロックを制御電圧に従って発生させる。位相比較回路22は、クロック成分抽出回路21からの信号と、電圧制御発振器24からのクロックとの位相差を検出して、位相差信号を出力する。ローパスフィルタ23は、この位相差信号の低域成分を抽出して、電圧制御発振器24に制御電圧として供給する。位相比較回路22とローパスフィルタ23と電圧制御発振器24とで構成される位相制御ループ(PLL)により、ベースバンド信号と一定の位相関係をもつクロックが得られる。位相シフト回路25は、このクロックの位相を調整し、ベースバンド信号のアイパタン開口が最も大きくなる時点でサンプリングするように、サンプリングクロックをサンプラー26に供給する。サンプラー26は、位相シフト回路25から供給されるサンプリングクロックに同期して、ベースバンド信号をサンプリングする。判定回路27は、サンプラー26でサンプルされたベースバンド信号の符号や大きさを判定して、データを出力する。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】上述のように、従来のデータ再生装置では、クロック成分抽出回路21は、ベースバンド信号のゼロクロスを検出したり、ベースバンド信号全体を自乗したりするために、データ判定に必要な時点以外にも多くの時点での情報を必要とする。そのため、従来のデータ再生装置では、シンボルレートに比べて高い周波数でクロック成分抽出回路21を動作させなければならないという問題があった。

【0006】また、ベースバンド信号のアイパタン開口

が最も大きくなる時点でサンプリングするためには、位相シフト回路25を必要とし、その調整をアイパタンや誤り率を見ながら行なわなければならないという問題があった。

【0007】それゆえに、本発明の目的は、シンボルレートよりも高い周波数で動作させる必要がなく、しかも位相シフトの調整が不要なデータ再生装置を提供することである。

## 【0008】

【課題を解決するための手段】請求項1に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列と、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列を時間軸上で1シンボル分移動させた推定値系列との間の相関値を計算し、相関値の極性に依拠して、入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする。

【0009】請求項2に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列と、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列を時間軸上で1シンボル分移動させた第1の推定値系列との間の第1の相関値を計算し、サンプル値系列と、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列を第1の推定値系列とは逆方向に1シンボル分移動させた第2の推定値系列との間の第2の相関値を計算し、第1の相関値と第2の相関値との差の極性に依拠して、入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする。

【0010】請求項3に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、差値系列と、推定値系列を時間軸上で1シンボル分移動させた推定値系列との間の相関値を計算し、相関値の極性に依拠して、入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする。

【0011】請求項4に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、差値系列と、推定値系列を時間軸上で1シンボル分移動させた第1の推定値系列との間の第1の相関値を計算し、差値系列と、推定値系列を第1の推定値系列とは逆方向に1シンボル分移動させた第2の推定値系列との間の第2の相関値を計算し、第1の相関値と第2の相関値との差の極性に依拠して、入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする。

【0012】請求項5に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、差値系列と、サンプル値系列を時間軸上で1シンボル分移動させた第1のサンプル値系列との間の相関値を計算し、相関値の極性に依拠して、入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする。

【0013】請求項6に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する方法であって、入力信号をシンボルレートでサンプリングしたサンプル値系列から、当該サンプル値系列に対応する送信シンボルの推定値系列の定数倍を差し引いて差値系列を計算し、差値系列と、サンプル値系列を時間軸上で1シンボル分移動させた第1のサンプル値系列との間の第1の相関値を計算し、差値系列と、サンプル値系列を第1のサンプル値系列とは逆方向に1シンボル分移動させた第2のサンプル値系列との間の第2の相関値を計算し、第1の相関値と第2の相関値との差の極性に依拠して、入力信号をサンプリングする時点を調整することを特徴とする。

【0014】請求項7に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、サンプル値に対して時間軸上で1シンボル分ずれた送信シンボルの推定値を生成する推定値生成手段と、推定値とサンプル値とを乗算する乗算手段と、乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、ローパスフィルタの出力により、クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。

【0015】請求項8に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、サンプル値に対して時間軸上で1シンボル分ずれた送信シンボルの第1の推定値と、当該サンプル値に対して第1の推定値とは逆方向に1シンボル分ずれた送信シンボルの第2の推定値とを生成する推定値生成手段と、サンプル値と第1の推定値とを乗算する第1の乗算手段と、サンプル値と第2の推定値とを乗算する第2の乗算手段と、第1の乗算手段の出力の低域を通過させる第1のローパスフィルタと、第2の乗算手段の出力の低域を通過させる第2のローパスフィルタと、第1のローパスフィルタの出力から第2のローパスフィルタの出力を減ずる減算手段とを備え、減算手段の出力により、クロッ

ク発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。

【0016】請求項9に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、サンプル値に対して時間軸上で1シンボル分ずれた送信シンボルの第1の推定値と、当該サンプル値に対して第1の推定値とは逆方向に1シンボル分ずれた送信シンボルの第2の推定値とを生成する推定値生成手段と、第1の推定値から第2の推定値を減ずる減算手段と、サンプル値と減算手段の出力とを乗算する乗算手段と、乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、ローパスフィルタの出力により、クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。

【0017】請求項10に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、サンプル値から、当該サンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減ずる第1の演算手段と、サンプル値に対して時間軸上で1シンボル分ずれた送信シンボルの推定値と、演算手段の出力とを乗算する第2の演算手段と、演算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、ローパスフィルタの出力により、クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。

【0018】請求項11に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、サンプル値から、サンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減ずる第1の演算手段と、サンプル値に対して時間軸上で1シンボル分ずれた送信シンボルの第1の推定値から、当該サンプル値に対して第1の推定値とは逆方向に1シンボル分ずれた送信シンボルの第2の推定値を減ずる第2の演算手段と、第1の演算手段の出力と第2の演算手段の出力とを乗算する乗算手段と、乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、ローパスフィルタの出力により、クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。

【0019】請求項12に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信

号をサンプリングして第1のサンプル値を出力するサンプラーと、第1のサンプル値から、当該第1のサンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減ずる演算手段と、第1のサンプル値に対して時間軸上で1シンボル分ずれた第2のサンプル値と、演算手段の出力とを乗算する乗算手段と、乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、ローパスフィルタの出力により、クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。

【0020】請求項13に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラーと、サンプル値と所定の時間関係を有する第1のサンプル値から、当該第1のサンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減じると共に、その出力がサンプル値に対して時間軸上で所定シンボル分遅延されている演算手段と、演算手段の出力に対して時間軸上で1シンボル分ずれた第2のサンプル値から、当該演算手段の出力に対して第1のサンプル値とは逆方向に1シンボル分ずれた第3のサンプル値を減ずる減算手段と、演算手段の出力と減算手段の出力とを乗算する乗算手段と、乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、ローパスフィルタの出力により、クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。

【0021】

【作用】本発明は以上のように構成し、シンボルレートでサンプリングしたサンプル値のみを用いて相関値を計算することにより、サンプル点以外の情報を必要とせず、回路をシンボルレートで動作させればよいことになる。また、その相関値がタイミングの誤差信号を表し、この誤差信号によりサンプルタイミングを変化させることにより、クロックの位相シフト手段を用いずに最適なタイミングでベースバンド信号をサンプリングすることになる。

【0022】

【実施例】

（第1の実施例）図1は、本発明の第1の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。また、図2は、図1のデータ再生装置の前段に配置される、変調部から復調部までのデータ伝送システムの構成を示すブロック図である。図3は、図2における各部の信号の波形図である。

【0023】図2で変調部31に入力された送信シンボル（図3（a）参照）は、変調部31の帯域制限により連続波形に変換された後、伝送路32によって伝送され、復調部33で受信側帯域制限を受け、図1のデータ再生装置に供給される。伝送路32にベースバンド帯域

の信号を通過させるときは、変調部31および復調部33は、ベースバンド帯域の信号のみを扱う。伝送路32に搬送波帯域の信号を通過させるときは、変調部31はベースバンド帯域から搬送波帯域への変換を行い、復調部33は搬送波帯域からベースバンド帯域への変換を行う。

【0024】一般に、変調部31と伝送路32と復調部33とを合わせた総合伝達特性は、図4に例示するようなフルロールオフフィルタのインパルス応答を持つので、復調部33の出力は、図3（b）に示すような連続波形になる。変調部31に入力した送信シンボルと同じタイミングを持つクロック（図3（c）参照）に同期してこの連続波形をサンプリングすることにより、データを正確に再生することができる。ただし、簡単化のため、変調部31、伝送路32および復調部33を通過するときに生じる時間差は無視している。

【0025】図1において、本実施例のデータ再生装置は、サンプラー1と、判定回路2と、遅延回路3と、乗算器4と、ローパスフィルタ5と、電圧制御発振器5とを備えている。

【0026】サンプラー1は、入力されたベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されるサンプリングクロックに従ってサンプリングして、サンプル値 $S_n$ を出力する。判定回路2は、サンプル値 $S_n$ を判定して、送信シンボルの推定値であるデータ $d_n$ を出力する。遅延回路3は、データ $d_n$ をサンプリングクロック1つ分遅延させて、データ $d_{n-1}$ を出力する。乗算器4は、サンプル値 $S_n$ と、遅延させたデータ $d_{n-1}$ とを乗算する。ローパスフィルタ5は、乗算器4の出力を平滑化して、その直流成分を抽出する。電圧制御発振器6は、その直流成分の符号と大きさに応じて、周波数が増加するサンプリングクロックを発生する。

【0027】次に、図1に示す構成でベースバンド信号を最適なタイミングでサンプリングできる理由を詳細に説明する。前述の図3では、サンプリングクロックの位置が最適な場合を示したが、図5にサンプリングクロックが最適位置からずれた場合のサンプル値を示す。図5において、サンプリングクロックが時間軸上で早い方向にずれた場合、A～Fのうち、AおよびDは、サンプル値が本来の値よりも大きくなっている。これは、AやDに先立つデータの極性が正であり、サンプリングするタイミングが先立つデータに近づいて、先立つデータからの応答が先立つデータの極性と同じく正になったためである。これに対し、EおよびFでは、先立つデータからの応答が先立つデータの極性と同じく負なので、サンプル値が本来の値よりも小さくなっている。

【0028】一方、図5で、サンプリングクロックが時間軸上で遅い方向にずれた場合、a～fのうち、aおよびdは、サンプル値が本来の値よりも小さくなっている。これは、aやdに先立つデータの極性が正であり、

サンプリングするタイミングが先立つデータから遠ざかって、先立つデータからの応答が先立つデータの極性とは逆に負になったためである。これに対し、eおよびfでは、先立つデータからの応答が先立つデータの極性とは逆に正なので、サンプル値が本来の値よりも大きくなっている。

【0029】時間軸上で早い方向にずれた場合のサンプル値BおよびC、または遅い方向にずれた場合のサンプル値bおよびcは、本来の値からのずれはわずかである。これは、先立つデータからの応答と、後続するデータからの応答とが打ち消し合うためである。先立つデータからの応答のみを考えると、以上述べたように、サンプリングするタイミングが時間軸上で早い方向にずれた場合は、サンプル値とそれに先行するデータとの相関が正になる。逆に、時間軸上で遅い方向にずれた場合は、サンプル値とそれに後続するデータとの相関が負になる。以上のことを前提にして、図1のデータ再生装置でサンプリングタイミングが最適値になる理由を以下に説明する。

【0030】乗算器4はサンプル値とそれに先行するデ

$$S_n = k \{ a_{n+1} h(t-T) + a_n h(t) + a_{n-1} h(t+T) \} \quad \dots (1)$$

ただし、上式(1)において、kは変調部31と伝送部32と復調部33とを合わせた総合振幅利得、 $a_n$ は変調部から送信したデータ、 $a_{n+1}$ はそれに後続するデータ、 $a_{n-1}$ はそれに先立つデータ、 $t$ は最適なサンプルタイミングからのずれ時間、 $T$ は1シンボル長を表している。

【0033】最適なタイミングでサンプリングした場合には、隣接データの応答は、図4に示したインパルス応答のゼロ点(中心から±1シンボル時間離れた時点)に当たるので、データ間の干渉は起こらない。最適なタイミングからずれるに従い、隣接するデータからの干渉が大きくなる。この様子を上式(1)から求める。上式(1)の $h(t-T)$ と $h(t+T)$ は、それぞれ、次式(2)、(3)で近似できる。

$$h(t-T) = h(-T) + h'(-T)t = ct \quad \dots (2)$$

$$h(t+T) = h(T) + h'(T)t = -ct \quad \dots (3)$$

上式(2)および(3)において、 $h'(\quad)$ は $h$

$$S_n d_{n-1} = k a_n d_{n-1} + k c (a_{n+1} d_{n-1} - a_{n-1} d_{n-1}) t \quad \dots (5)$$

上式(5)のタイミング誤差信号が、ローパスフィルタ8を通過することにより、その低域成分すなわち平均値が求められる。伝送するデータがランダムであると仮定すると、次式(6)、(7)の関係が成り立つ。ただし、 $\langle \quad \rangle$ は平均を表している。

$$\langle a_n d_{n-1} \rangle = 0 \quad \dots (6)$$

$$\langle a_{n+1} d_{n-1} \rangle = 0 \quad \dots (7)$$

ータとを乗算し、ローパスフィルタ5はこの乗算結果を近似的に累積するので、結果的にローパスフィルタ5は、両者の相関値を出力する。電圧制御発振器6は、制御電圧が上がれば周波数が下がり、制御電圧が下がれば周波数が上がる特性を有している。サンプリングするタイミングが早い場合は、相関が正になるので、制御電圧が上がり、サンプリングする周波数が下がる。その結果、サンプリングするタイミングが遅れる。逆に、サンプリングするタイミングが遅い場合は、相関が負になるので、制御電圧が下がり、サンプリングする周波数が上がる。その結果、サンプリングするタイミングが早くなる。このようにして相関が0になるようにサンプルタイミングが制御され、最適な時刻でのサンプリングが実現する。

【0031】ここで、相関値の符号と大きさが、タイミングずれの方向と大きさを示すことを数式を用いて確認しておく。

【0032】図5に示したサンプル値のうちの1つ $S_n$ は、次式(1)で表される。

( ) の1次微分、 $c$ はインパルス応答の中心から前後に1シンボル長だけ離れた時点における1次微分値の絶対値を示している。

【0034】前述の式(1)の $h(t)$ は、インパルス応答の極大の部分なので、 $t$ によらず、 $h(t) = 1$ と近似する。これらの近似により、式(1)の $S_n$ は、次式(4)で表される。

$$S_n = k \{ a_n + c(a_{n+1} - a_{n-1})t \} \quad \dots (4)$$

【0035】判定器2は、 $S_n$ の判定値 $d_n$ を出力し、遅延回路3はそれを1サンプル遅延させて $d_{n-1}$ を出力する。乗算器4は、この $S_n$ と $d_{n-1}$ とを乗算するので、その出力は、次式(5)で表される。

【0036】上式(6)、(7)の関係をを用いると、前述の式(5)の平均値 $\langle e \rangle$ は、次式(8)に示す値になる。

$$\langle e \rangle = -kc \langle a_{n-1} d_{n-1} \rangle t = -kc \langle a_n d_n \rangle t \quad \dots (8)$$

【0037】著しく判定誤りが多い限り、 $a_n$ と $d_n$ との相関が大きく、上式(8)の $\langle a_n d_n \rangle$ は正の

値をとるので、 $\langle e \rangle$  は、ずれ時間  $t$  の符号と大きさを反映することになる。

【0038】なお、図1の実施例では、サンプル値とそれに先行するデータとの相関を求めたが、サンプル値のほうを遅延させることにより、サンプル値とそれに後続するデータとの相関を求めてもよい。その場合には、サンプリングするタイミングが早い場合は相関が負になるので制御電圧が下がり、サンプリングするタイミングが遅い場合は相関が正になるので制御電圧が上がる。よって、電圧制御発振器6に、制御電圧が上がれば周波数が上がり、制御電圧が下がれば周波数が下がる特性を持たせれば、最適な時刻でのサンプリングが実現する。

【0039】(第2の実施例) 図6は、本発明の第2の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。前述の第1の実施例では、送信シンボルが完全にランダムでなく、式(6)の $\langle a_n d_{n-1} \rangle = 0$ が成り立たない場合、式(8)が完全には成り立たなくなる。図6の実施例は、送信シンボルが完全にランダムでない場合に対応させたデータ再生装置として構成されている。

【0040】図6において、このデータ再生装置は、サンプラー1と、判定回路2と、乗算器4、10と、ローパスフィルタ5、11と、電圧制御発振器6と、遅延回路7~9と、減算器12とを備えている。

【0041】サンプラー1は、入力されたベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されるサンプリングクロックに従ってサンプリングして、サンプル値 $S_n$ を出力する。判定回路2は、サンプル値 $S_n$ を判定して、送信シンボルの推定値であるデータ $d_n$ を出力する。遅延回路7は、データ $d_n$ をサンプリングクロック1つ分遅延させて、データ $d_{n-1}$ を出力する。遅延回路8は、データ $d_{n-1}$ をサンプリングクロック1つ分遅延させ、データ $d_{n-2}$ を出力する。遅延回路9は、サンプル値 $S_n$ をサンプリングクロック1つ分遅延させ、サンプル値 $S_{n-1}$ を出力する。乗算器4は、サンプル値 $S_{n-1}$ とデータ $d_{n-2}$ とを乗算する。ローパスフィルタ5は、乗算器4の出力を平滑化して、その直流成分を抽出する。乗算器10は、サンプル値 $S_{n-1}$ とデータ $d_n$ とを乗算する。ローパスフィルタ11は、乗算器10の出力を平滑化して、その直流成分を抽出する。減算器12は、ロー

$$S_{n-1} = k \{ a_{n-1} + c (a_n - a_{n-2}) t \} \quad \dots (9)$$

乗算器14は、このサンプル値 $S_{n-1}$ と、データの差 $(d_{n-2} - d_n)$ とを乗じるので、その出力は、次式

$$\begin{aligned} S_{n-1} (d_{n-2} - d_n) \\ = k a_{n-1} (d_{n-2} - d_n) \\ - k c (a_n d_n + a_{n-2} d_{n-2} - a_n d_{n-2} - a_{n-2} d_n) t \end{aligned} \quad \dots (10)$$

【0046】上式(10)のタイミング誤差信号は、ローパスフィルタ15を通過することにより、その低域成分すなわち平均値が求められる。伝送するデータが完全

パスフィルタ5が出力する直流成分からローパスフィルタ11が出力する直流成分を減算する。電圧制御発振器6は、減算器12の出力信号の符号と大きさに応じて、周波数が変化するサンプリングクロックを発生する。

【0042】次に、図6に示す構成でベースバンド信号を最適なタイミングでサンプルできる理由を詳細に説明する。第1の実施例では、サンプル値とそれに先行するデータとの相関は、サンプリングするタイミングが時間軸上で早い方向にずれた場合には正になり、遅い方向にずれた場合には負になることを説明した。同様に、サンプル値とそれに後続するデータとの相関は、サンプリングするタイミングが時間軸上で早い方向にずれた場合には負になり、遅い方向にずれた場合には正になることが言える。減算器12では、サンプル値とそれに先行するデータとの相関から、サンプル値とそれに後続するデータとの相関を減算するため、減算器12の出力は、サンプリングするタイミングが早い方向にずれた場合は正になり、遅い方向にずれた場合は負になる。この減算器12の出力で電圧制御発振器6を制御するので、第1の実施例と同様に最適な時刻でのサンプリングを実現できる。さらに、2つの相関値の差を利用したので、より正確に電圧制御発振器6を制御することができる。

【0043】(第3の実施例) なお、図6の乗算器4、5、ローパスフィルタ5、11および減算器12は、ともにデータ $d_{n-2}$ とデータ $d_n$ に対して、線形処理を行うものである。従って、まず減算器によりデータ $d_{n-2}$ からデータ $d_n$ を減算し、その後に乗算器とローパスフィルタとを設けてもよい。この場合、データ再生装置の構成は、図7に示す構成となり、乗算器とローパスフィルタとの数を減らすことができる。

【0044】図7に示す第3の実施例において、減算器13は、データ $d_{n-2}$ からデータ $d_n$ を減ずる。乗算器14は、減算器13の出力とサンプル値 $S_{n-1}$ とを乗ずる。図7の構成を用いれば、第1の実施例に比べてより正確に電圧制御発振器6を制御できることを、数式を用いて確認しておく。

【0045】サンプル値 $S_{n-1}$ は、前述の式(4)を導出したのと同様に次式(9)で表される。

(10)で表される。

にランダムでなくても、次式(11)、(12)の関係が成り立つ。



$$\begin{aligned} \langle a_{n-1} d_{n-2} \rangle &= \langle a_{n-1} d_n \rangle \cdots (11) \\ \langle a_n d_n \rangle &= \langle a_{n-2} d_{n-2} \rangle \gg \langle a_n d_{n-2} \rangle = \langle a_{n-2} d_n \rangle \\ &\cdots (12) \end{aligned}$$

上式(11)、(12)の関係をを用いると、式(10)の平均値 $\langle e \rangle$ は、次式(13)に示す値になる。

$$\langle e \rangle = -2kc \langle a_n d_n \rangle t \cdots (13)$$

著しく判定誤りが多い限り、 $a_n$ と $d_n$ との相関が大きく、式(13)の $\langle a_n d_n \rangle$ は正の値をとるので、 $\langle e \rangle$ は、ずれ時間 $t$ の符号と大きさを反映することになる。

【0047】(第4の実施例)第1～第3の実施例においては、ベースバンド信号のサンプル値と、それに隣接するデータとの相関を利用してサンプリングクロックの位置を制御していた。これに対し、ベースバンド信号に含まれる誤差と、それに隣接するデータとの相関を利用すると、より正確にサンプリングクロックの位置を制御することができる。

【0048】図8は、本発明の第4の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。図8において、このデータ再生装置は、サンプラー1と、判定回路2と、遅延回路3と、乗算器4と、ローパスフィルタ5と、電圧制御発振器6と、定数乗算器16と、減算器17とを備えている。

【0049】サンプラー1は、入力されたベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されたサンプリング

$$\begin{aligned} (S_n - \alpha d_n) d_{n-1} \\ = (k a_n - \alpha d_n) d_{n-1} \\ + k c (a_{n+1} d_{n-1} - a_{n-1} d_{n-1}) t \cdots (14) \end{aligned}$$

【0052】ローパスフィルタ5が出力する相関値は、第1の実施例と同様に式(8)で表される。式(14)を第1の実施例の式(5)と比べると、 $k a_n d_{n-1}$ の項が $(k a_n - \alpha d_n) d_{n-1}$ になっている。この項は、サンプルタイミングのずれ時間 $t$ に無関係なため、ずれ時間を検出して制御に用いるためには、小さい方が望ましい。著しく判定誤りが多い場合、 $d_n$ は、 $a_n$ に等しいと見てよいので、乗算の定数 $\alpha$ を総合利得 $k$ に近い値に選ぶことにより、この項の絶対値を小さくすることができる。

【0053】(第5の実施例)図9は、本発明の第5の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。図9において、このデータ再生装置は、サンプラー1と、判定回路2と、電圧制御発振器6と、遅延回路7～9と、減算器13と、乗算器14と、ローパスフィルタ15と、定数乗算器16と、減算器17とを備えている。

【0054】サンプラー1は、入力されたベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されるサンプリングクロックに従ってサンプリングして、サンプル値 $S_n$ を出力する。判定回路2は、サンプル値 $S_n$ を判定して、送信シンボルの推定値であるデータ $d_n$ を出力する。遅

クロックに従ってサンプリングして、サンプル値 $S_n$ を出力する。判定回路2は、サンプル値 $S_n$ を判定して、送信シンボルの推定値であるデータ $d_n$ を出力する。遅延回路3は、データ $d_n$ をサンプリングクロック1つ分遅延させてデータ $d_{n-1}$ を出力する。定数乗算器16は、データ $d_n$ に定数 $\alpha$ を乗じて $\alpha d_n$ を出力する。減算器17は、サンプル値 $S_n$ から $\alpha d_n$ を減ずる。乗算器4は、減算器17の出力と遅延させたデータ $d_{n-1}$ とを乗算する。ローパスフィルタ5は、乗算器4の出力を平滑化して、その直流成分を抽出する。電圧制御発振器6は、その直流成分の符号と大きさに応じて、周波数に変化するサンプリングクロックを発生する。

【0050】次に、図8に示す構成でベースバンド信号を最適なタイミングでサンプルできる理由を詳細に説明する。基本的構成は、第1の実施例で説明した図1の構成と同一なので、それと異なる部分を数式を用いて説明する。

【0051】減算器17はサンプル値 $S_n$ から $\alpha d_n$ を減じ、乗算器4は減算器17の出力と遅延させたデータ $d_{n-1}$ とを乗算するので、乗算器17の出力は次式(14)で表される。

遅延回路7は、データ $d_n$ をサンプリングクロック1つ分遅延させ、データ $d_{n-1}$ を出力する。遅延回路8は、データ $d_{n-1}$ をサンプリングクロック1つ分遅延させ、データ $d_{n-2}$ を出力する。減算器13は、データ $d_{n-2}$ からデータ $d_n$ を減じて、 $d_{n-2} - d_n$ を出力する。定数乗算器16は、データ $d_n$ に定数 $\alpha$ を乗じて、 $\alpha d_n$ を出力する。減算器17は、サンプル値 $S_n$ から $\alpha d_n$ を減じて、 $S_n - \alpha d_n$ を出力する。遅延回路9は、 $S_n - \alpha d_n$ をサンプリングクロック1つ分遅延させ、 $S_{n-1} - \alpha d_{n-1}$ を出力する。乗算器14は、 $S_{n-1} - \alpha d_{n-1}$ と、 $d_{n-2} - d_n$ とを乗算する。ローパスフィルタ15は、乗算器14の出力を平滑化して、その直流成分を抽出する。電圧制御発振器6は、その直流成分の符号と大きさに応じて、周波数に変化するサンプリングクロックを発生する。

【0055】次に、図9に示す構成でベースバンド信号を最適なタイミングでサンプルできる理由を詳細に説明する。基本的構成は、第3の実施例で説明した図7の構成と同一なので、それと異なる部分を数式を用いて説明する。

【0056】乗算器14は、 $S_{n-1} - \alpha d_{n-1}$ と $d_{n-2} - d_n$ とを乗算するので、乗算器14の出力は、次式

(15) で表される。

$$\begin{aligned} & (S_{n-1} - \alpha d_{n-1}) (d_{n-2} - d_n) \\ &= (k a_{n-1} - \alpha d_{n-1}) (d_{n-2} - d_n) \\ &= k c (a_n d_n + a_{n-2} d_{n-2} - a_n d_{n-2} - a_{n-2} d_n) t \\ &\quad \dots (15) \end{aligned}$$

【0058】ローパスフィルタ15が出力する相関値は、第3の実施例と同様に、式(13)で表される。

【0059】上式(15)を第3の実施例の式(10)と比べると、 $k a_{n-1} (d_{n-2} - d_n)$  の項が  $(k a_{n-1} - \alpha d_{n-1}) (d_{n-2} - d_n)$  になっている。この項は、サンプルタイミングのずれ時間  $t$  に無関係なため、ずれ時間を検出して制御に用いるためには、小さい方が望ましい。著しく判定誤りが多い場合は、 $d_n$  は  $a_n$  に等しいと見てよいので、乗算の定数  $\alpha$  を総合利得  $k$  に近い値に選ぶことにより、この項の絶対値を小さくすることができる。

【0060】(第6の実施例) 第4および第5の実施例においては、ベースバンド信号に含まれる誤差と、それに隣接するデータとの相関を利用してサンプリングクロックの位置を制御していた。これに代えて、ベースバンド信号に含まれる誤差と、それに隣接するベースバンド信号のサンプル値との相関を利用することができる。これにより、搬送波伝送系の搬送波再生が不完全でベースバンド信号に他のベースバンド信号が混入した場合でも、相関値とサンプリングクロックずれとの関係が保たれるため、正確にサンプリングクロックの位置を制御することができる。

【0061】図10は、本発明の第6の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。図10において、このデータ再生装置は、サンプラー1と、判定回路2と、遅延回路3と、乗算器4と、ローパスフィルタ5と、電圧制御発振器6と、定数乗算器16と、減算器17とを備えている。

【0062】サンプラー1は、入力されたベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されるサンプリングクロックに従ってサンプリングして、サンプル値  $S_n$  を出力する。判定回路2は、サンプル値  $S_n$  を判定して、送信シンボルの推定値であるデータ  $d_n$  を出力する。定数乗算器16は、データ  $d_n$  に定数  $\alpha$  を乗じて、 $\alpha d_n$  を出力する。減算器17は、サンプル値  $S_n$  から  $\alpha d_n$  を減ずる。遅延回路3は、サンプル値  $S_n$  をサンプリングクロック1つつ遅延させてサンプル値  $S_{n-1}$  を出力する。乗算器4は、減算器17の出力と、遅延させたサンプル値  $S_{n-1}$  とを乗算する。ローパスフィルタ5は、乗算器4の出力を平滑化して、その直流成分を抽出する。電圧制御発振器6は、その直流成分の符号と大きさに応じて、周波数に変化するサンプリングクロックを発生する。

【0063】次に、図10に示す構成でベースバンド信号を最適なタイミングでサンプルできる理由を詳細に説

【0057】

明する。基本的構成は、第4の実施例で説明した図8の構成と同一であり、乗算器に入力するデータをサンプル値に置き換えただけなので、ローパスフィルタ5が出力する相関値は、前述の式(8)に似ており、次式(16)で表される。

$$\langle e \rangle = -k^2 c \langle a_n^2 \rangle t \quad \dots (16)$$

これより、上式(16)は、ずれ時間  $t$  の符号と大きさを反映することがわかる。

【0064】(第7の実施例) 図11は、本発明の第7の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。図11において、このデータ再生装置は、サンプラー1と、判定回路2と、電圧制御発振器6と、遅延回路7~9と、減算器13と、乗算器14と、ローパスフィルタ15と、定数乗算器16と、減算器17とを備えている。

【0065】サンプラー1は、入力されたベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されるサンプリングクロックに従ってサンプリングして、サンプル値  $S_n$  を出力する。判定回路2は、サンプル値  $S_n$  を判定して、送信シンボルの推定値であるデータ  $d_n$  を出力する。遅延回路7は、サンプル値  $S_n$  をサンプリングクロック1つつ遅延させ、サンプル値  $S_{n-1}$  を出力する。遅延回路8は、サンプル値  $S_{n-1}$  をサンプリングクロック1つつ遅延させ、サンプル値  $S_{n-2}$  を出力する。減算器13は、サンプル値  $S_{n-2}$  からサンプル値  $S_n$  を減じて  $S_{n-2} - S_n$  を出力する。定数乗算器16は、データ  $d_n$  に定数  $\alpha$  を乗じて、 $\alpha d_n$  を出力する。減算器17は、サンプル値  $S_n$  から  $\alpha d_n$  を減じて、 $S_n - \alpha d_n$  を出力する。遅延回路9は、 $S_n - \alpha d_n$  をサンプリングクロック1つつ遅延させ、 $S_{n-1} - \alpha d_{n-1}$  を出力する。乗算器14は、 $S_{n-1} - \alpha d_{n-1}$  と、 $S_{n-2} - S_n$  とを乗算する。ローパスフィルタ15は、乗算器14の出力を平滑化して、その直流成分を抽出する。電圧制御発振器6は、その直流成分の符号と大きさに応じて、周波数に変化するサンプリングクロックを発生する。

【0066】次に、図11に示す構成でベースバンド信号を最適なタイミングでサンプルできる理由を詳細に説明する。基本的構成は、第5の実施例で説明した図9の構成と同一であり、乗算器に入力するデータをサンプル値に置き換えただけなので、ローパスフィルタ15が出力する相関値は、前述の式(13)に似ており、次式(17)で表される。

$$\langle e \rangle = -2k^2 c \langle a_n^2 \rangle t \quad \dots (17)$$

これより、式(17)は、ずれ時間  $t$  の符号と大きさを反映することがわかる。

【0067】（第8の実施例）なお、図11の実施例では、乗算器14に供給する $S_{n-1} - \alpha d_{n-1}$ を得るために、まず定数乗算回路16および減算器17によって $S_n - \alpha d_n$ を作り、それを遅延回路9で遅延させていた。これに対し、遅延回路7が出力する $S_{n-1}$ に定数乗算回路16と減算器17とを適用して $S_{n-1} - \alpha d_{n-1}$ を得ることができる。この構成を、第8の実施例として図12に示す。図12の構成により、図11の遅延回路9を省くことができる。

【0068】（第9の実施例）図13は、本発明の第9の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。この第9の実施例は、図12に示す第8の実施例のベースバンド信号入力を2つに拡張したものである。

【0069】図13において、サンプラー1a、1b、判定回路2a、2b、遅延回路7a、7b、遅延回路8a、8b、減算器13a、13b、乗算器14a、14b、定数乗算回路16a、16b、減算器17a、17bは、それぞれ、第8の実施例（図12）のサンプラー1、判定回路2、遅延回路7、遅延回路8、減算器13、乗算器14、定数乗算回路16、減算器17と同一の構成なので、その説明を省略する。さらに、図13のデータ再生装置は、電圧制御発振器6と、ローパスフィルタ15と、加算器18とを備えている。

【0070】サンプラー1aは、入力された第1ベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されるサンプリングクロックに従ってサンプリングする。以後、乗算器14aまでの動作は、第8の実施例と同じである。サンプラー1bは、入力された第2ベースバンド信号を、電圧制御発振器6から供給されるサンプリングクロックに従ってサンプリングする。以後、乗算器14bまでの動作は、第8の実施例と同じである。加算器18は、乗算器14aが出力するタイミング誤差信号と、乗算器14bが出力するタイミング誤差信号とを加算する。ローパスフィルタ15は、この加算結果の低域成分を抽出して、電圧制御発振器6に制御電圧を与える。電圧制御発振器6は、この制御電圧に依存する周波数のクロックを出力し、サンプラー1aおよびサンプラー1bにサンプリングクロックとして与える。

【0071】第9の実施例では、2つのベースバンド入力（例えば、QPSK信号の復調時に得られる両軸）から得られるタイミング誤差信号を、両方ともサンプラタイミングの制御に用いている。従って、1つのベースバンド信号のみを利用するのに比べて、ベースバンド信号に含まれる雑音により、サンプラタイミングが乱される割合が小さくなる。

【0072】なお、第1～第7の実施例についても、第9の実施例の場合と同様に、ベースバンド信号を2つ以上に拡張できるのは明らかである。

【0073】なお、第1～第9の実施例において、サン

プラーは、A/D変換器により実現してもよい。ベースバンド信号をA/D変換器によりデジタル信号に変換することで、以後の遅延回路がフリップフロップ等で容易に実現でき、減算器などの演算回路もデジタル回路で実現できるため、集積回路化に適するデータ再生装置が得られる。

【0074】

【発明の効果】以上説明したように、請求項1～13の発明によれば、サンプル点以外の情報を必要とせず、回路をシンボルレートで動作させればよいので、シンボルレートをハードウェアで決まる上限値いっぱい引き上げることができる。また、クロックの位相シフト手段を用いずに最適なタイミングでベースバンド信号をサンプリングすることができるので、位相調整が不要となり、調整コストを低減することができるという優れた効果を奏する。

【0075】また、請求項2、8または9の発明によれば、第1の相関値（サンプル値およびそれに先行するデータ（推定値）間の相関値）と、第2の相関値（サンプル値およびそれに後続する推定値間の相関値）とを求め、これら2つの相関値の差の極性に依拠して、入力信号のサンプリング時点を調整するようにしているので、送信シンボルが完全にランダムでなくても正確にサンプリングクロックの位置を制御することができる。

【0076】また、請求項3または10の発明によれば、入力信号に含まれる誤差と、それに隣接するデータとの相関を利用して入力信号のサンプリング時点を調整するようにしているので、より正確にサンプリングクロックの位置を制御することができる。また、請求項4または11の発明によれば、入力信号に含まれる誤差と、それに前後に隣接するデータとの相関を利用して入力信号のサンプリング時点を調整するようにしているので、送信シンボルが完全にランダムでなくても、より正確にサンプリングクロックの位置を制御することができる。

【0077】また、請求項5または12の発明によれば、入力信号に含まれる誤差と、それに隣接する入力信号のサンプル値との相関を利用して入力信号のサンプリング時点を調整するようにしているので、搬送波伝送系の搬送波再生が不完全でベースバンド信号に他のベースバンド信号が混入した場合でも、相関値とサンプリングクロックずれとの関係が保たれるため、正確にサンプリングクロックの位置を制御することができる。

【0078】また、請求項6または13の発明によれば、入力信号に含まれる誤差と、それに前後に隣接する入力信号のサンプル値との相関を利用して入力信号のサンプリング時点を調整するようにしているので、送信シンボルが完全にランダムでなくても、かつ搬送波伝送系の搬送波再生が不完全でベースバンド信号に他のベースバンド信号が混入した場合でも、正確にサンプリングクロックの位置を制御することができる。

## 【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】 データ再生装置の前段に配置される変調部から復調部までのデータ伝送システムの構成を示すブロック図である。

【図 3】 図 2 のデータ伝送システムにおける各部の信号の波形図である。

【図 4】 総合伝達特性のインパルス応答を示す図である。

【図 5】 サンプリグクロックが最適位置からずれた場合のサンプル値の状態を説明するための図である。

【図 6】 本発明の第 2 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 7】 本発明の第 3 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 8】 本発明の第 4 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 9】 本発明の第 5 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 10】 本発明の第 6 の実施例に係るデータ再生装置

の構成を示すブロック図である。

【図 11】 本発明の第 7 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 12】 本発明の第 8 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

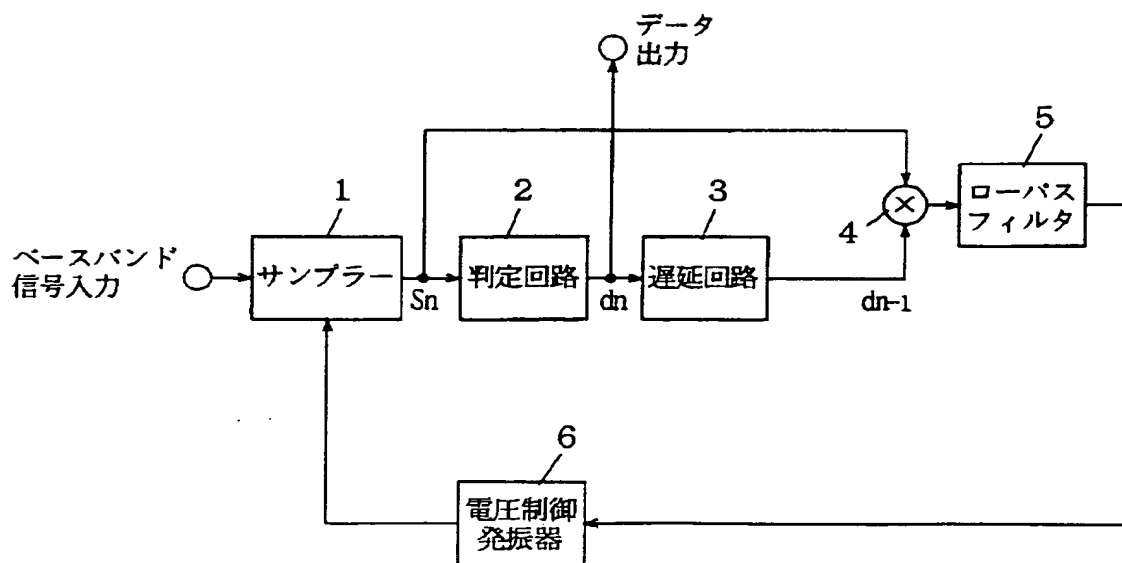
【図 13】 本発明の第 9 の実施例に係るデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 14】 従来のデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

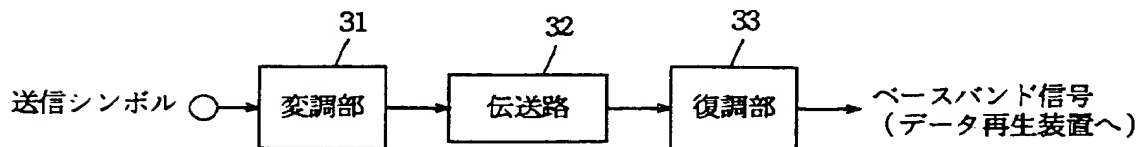
## 【符号の説明】

- 1, 1 a, 1 b…サンプラー
- 2, 2 a, 2 b…判定回路
- 3, 7~9…遅延回路
- 4…乗算器
- 5, 11, 15…ローパスフィルタ
- 6…電圧制御発振器
- 10, 14, 14 a, 14 b…乗算器
- 12, 13, 13 a, 13 b…減算器
- 16, 16 a, 16 b…定数乗算器
- 17, 17 a, 17 b…減算器

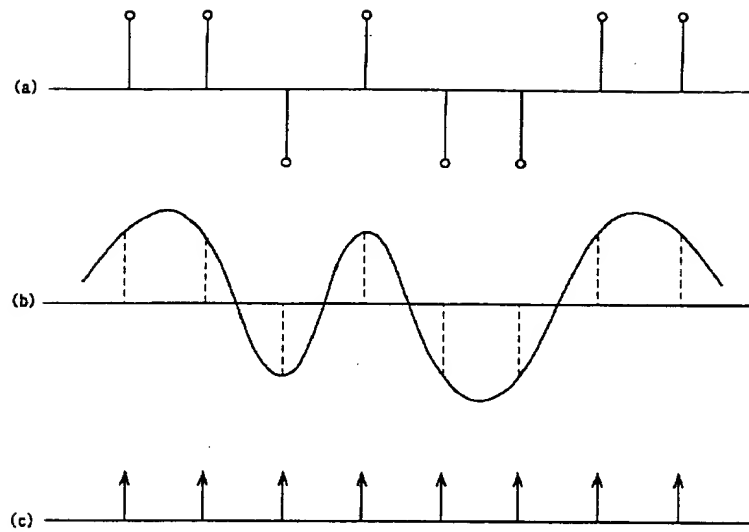
【図 1】



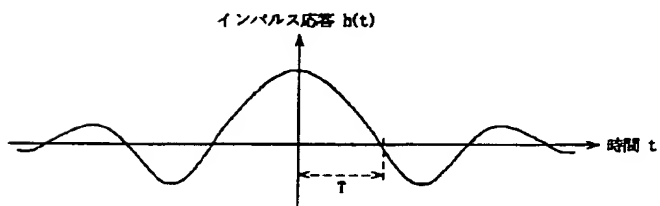
【図 2】



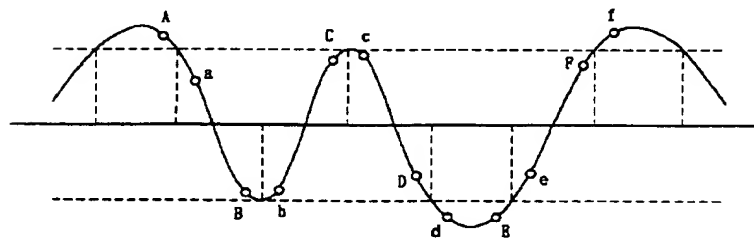
【図3】



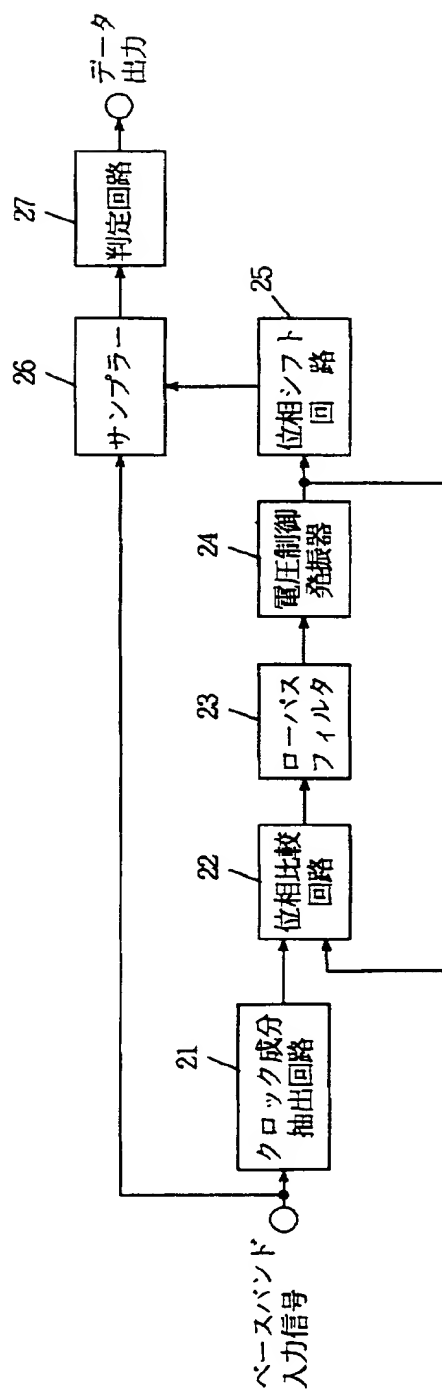
【図4】



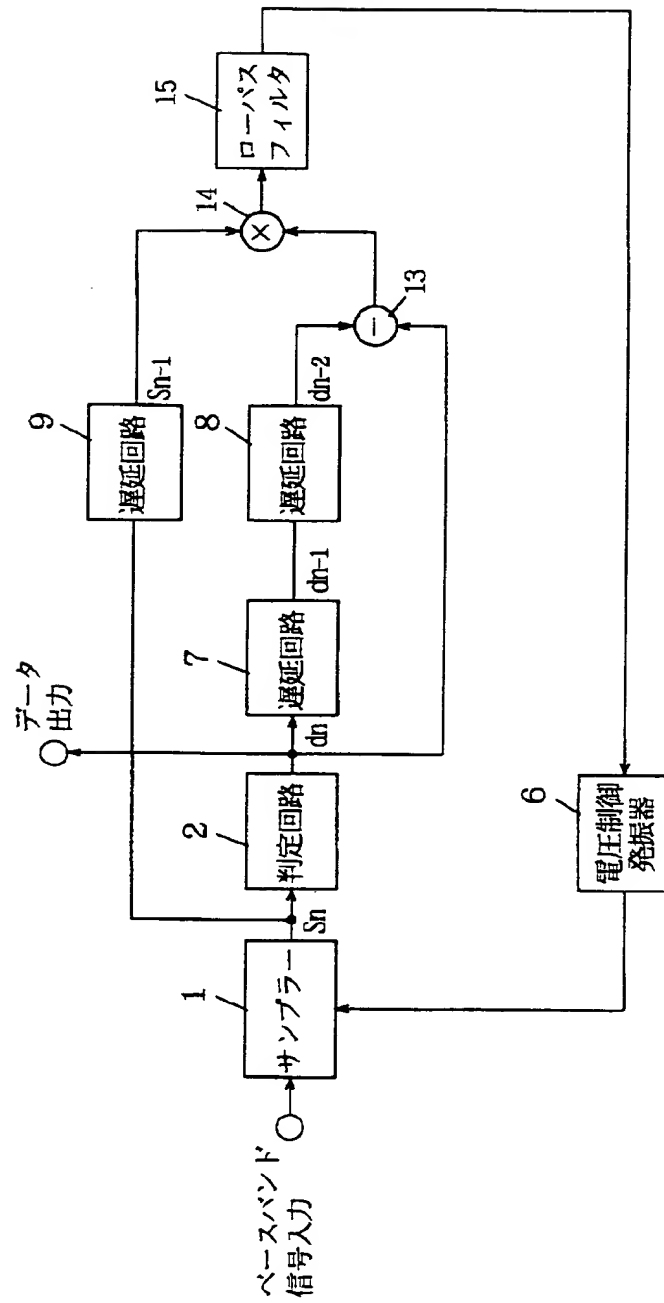
【図5】



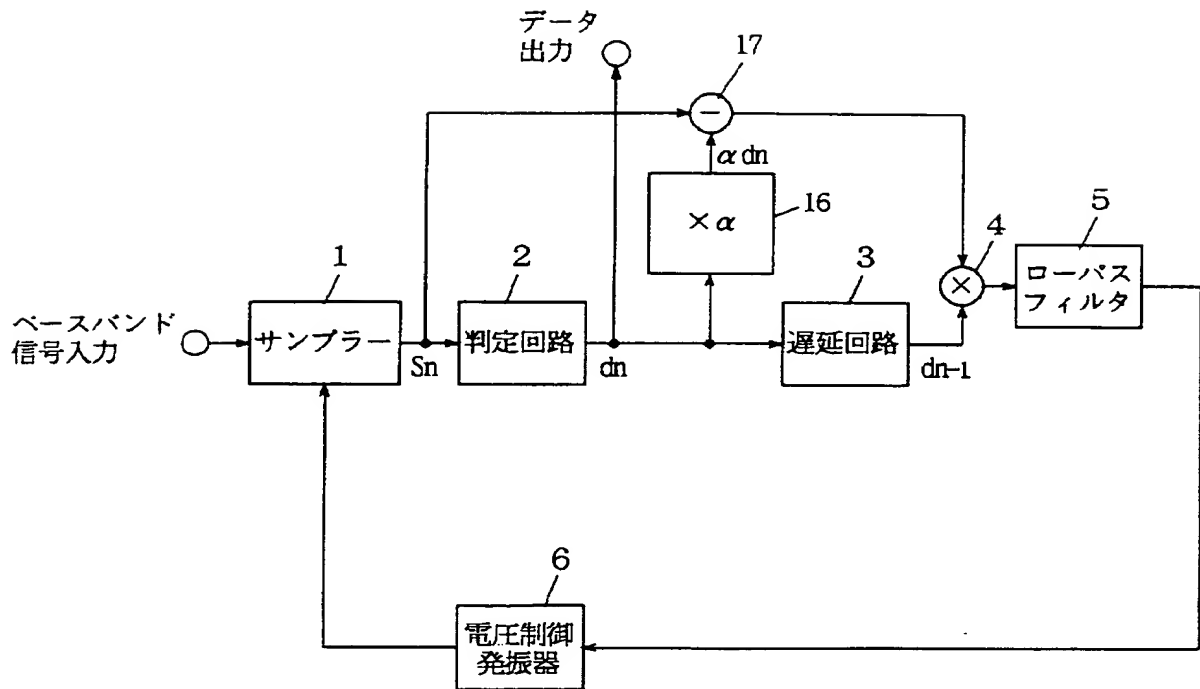
【图 14】



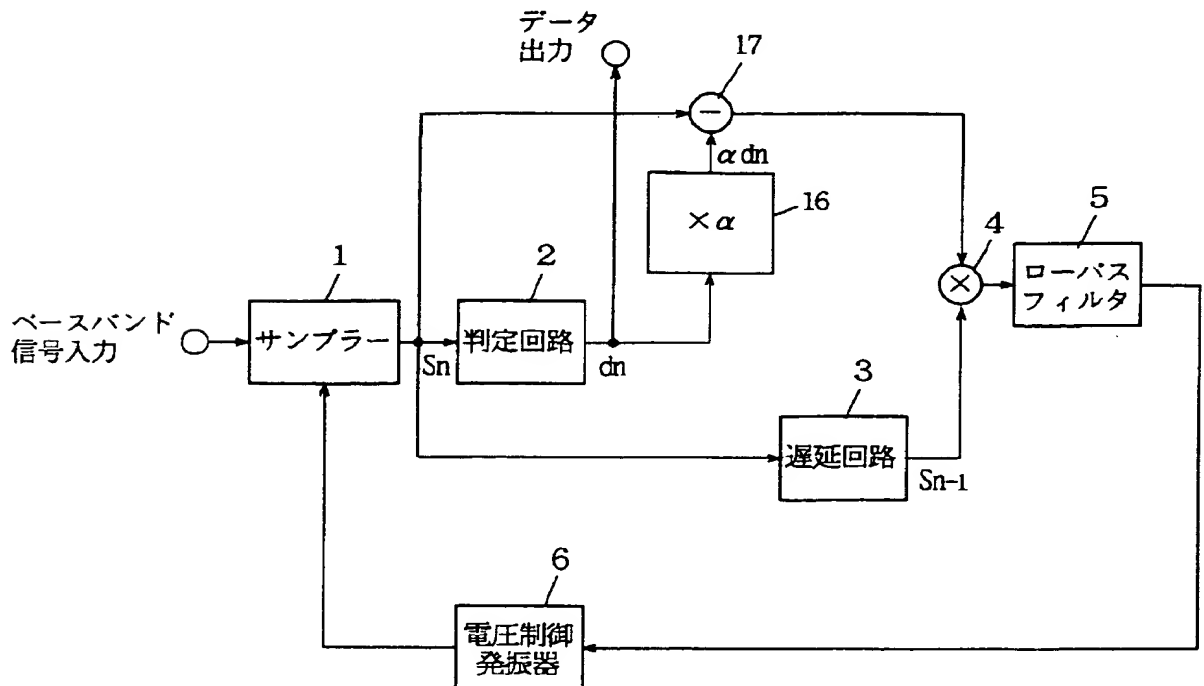
【図 7】



【図 8】

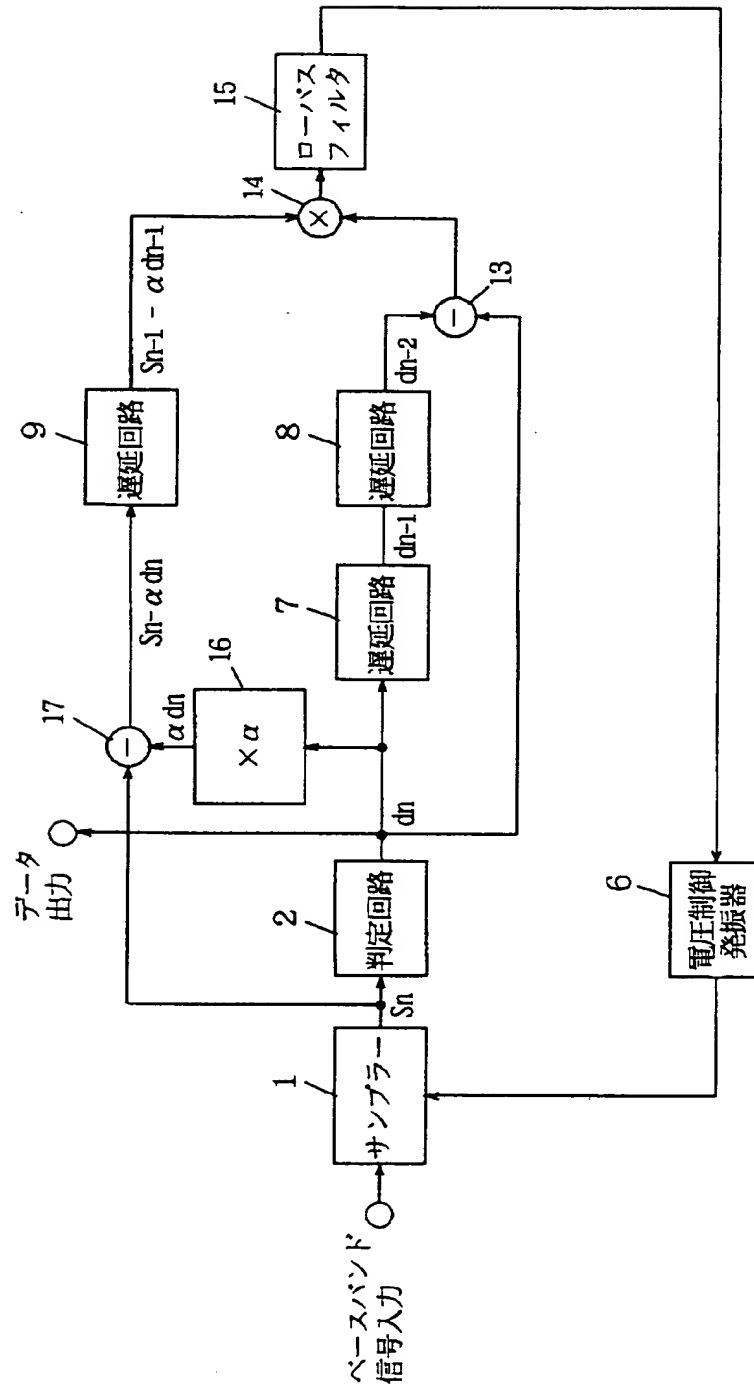


【図 10】

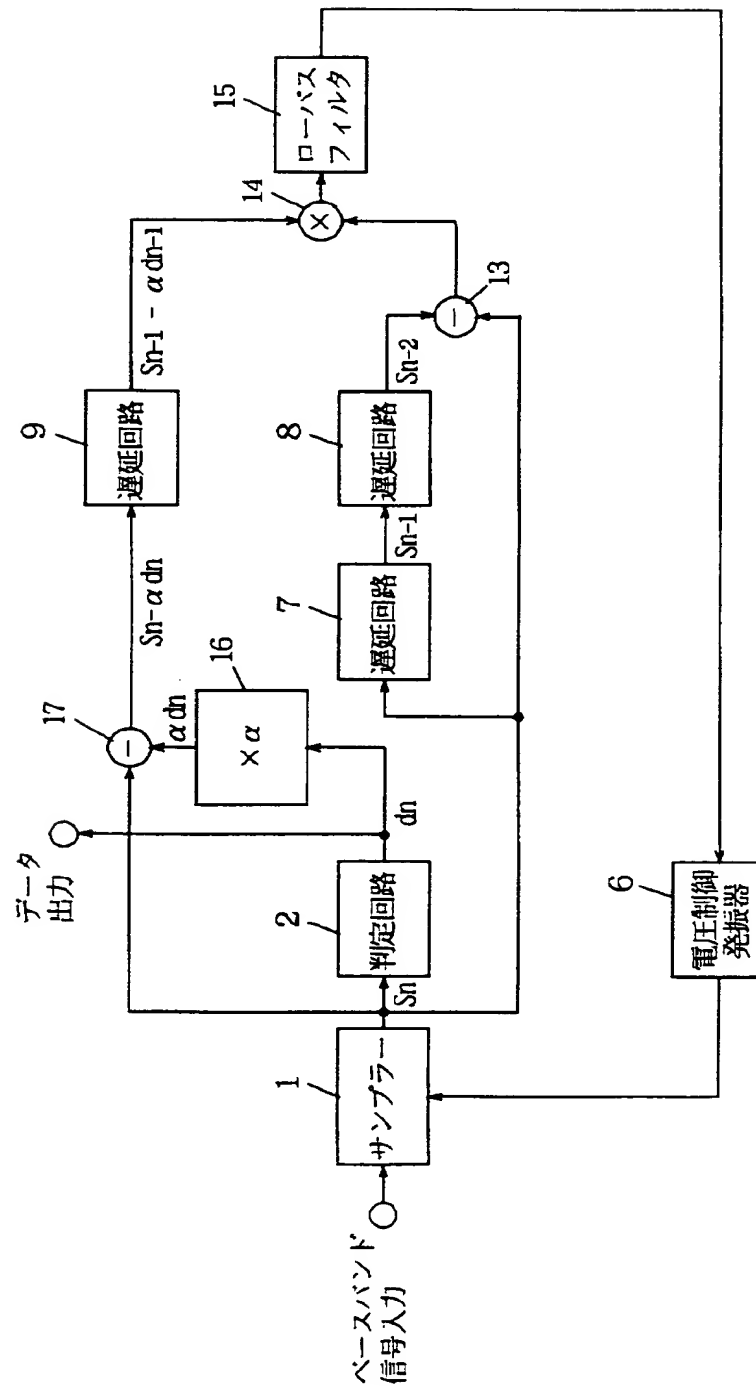




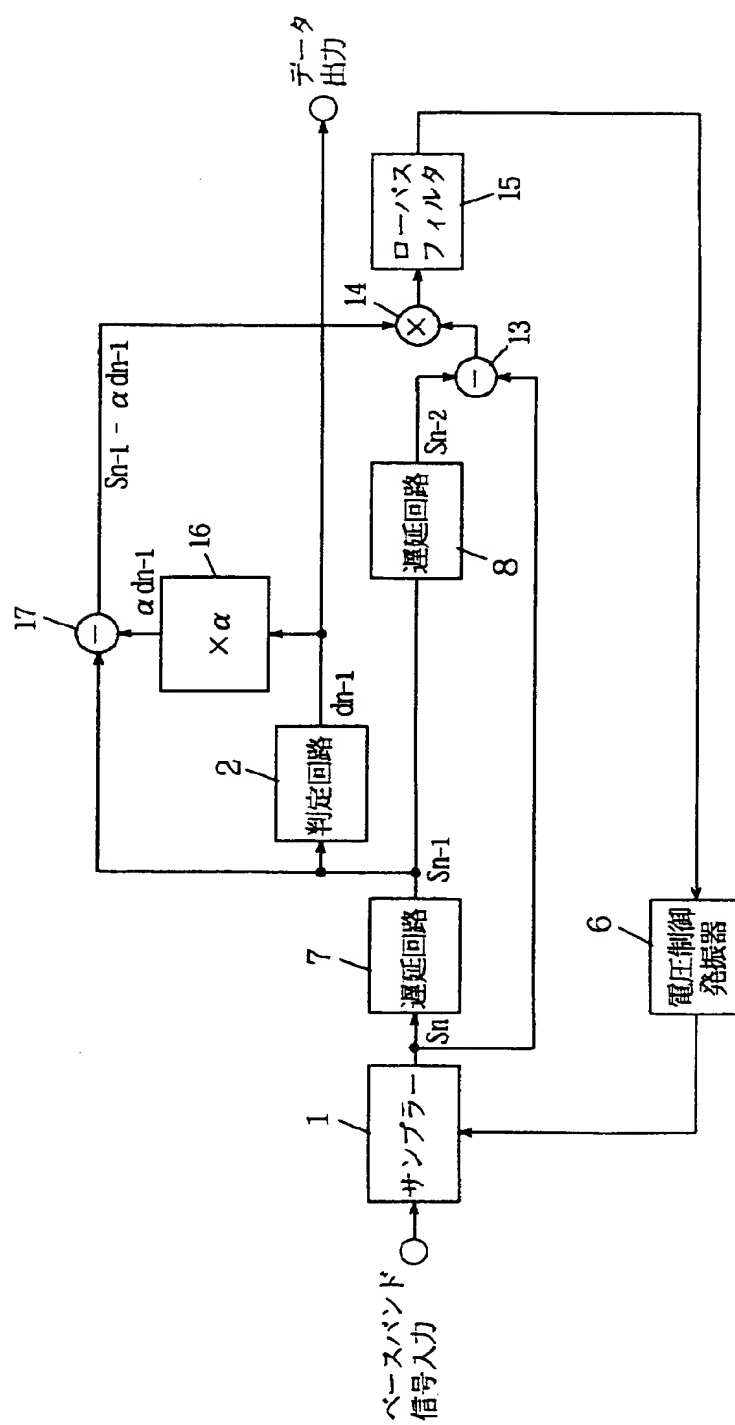
【図 9】



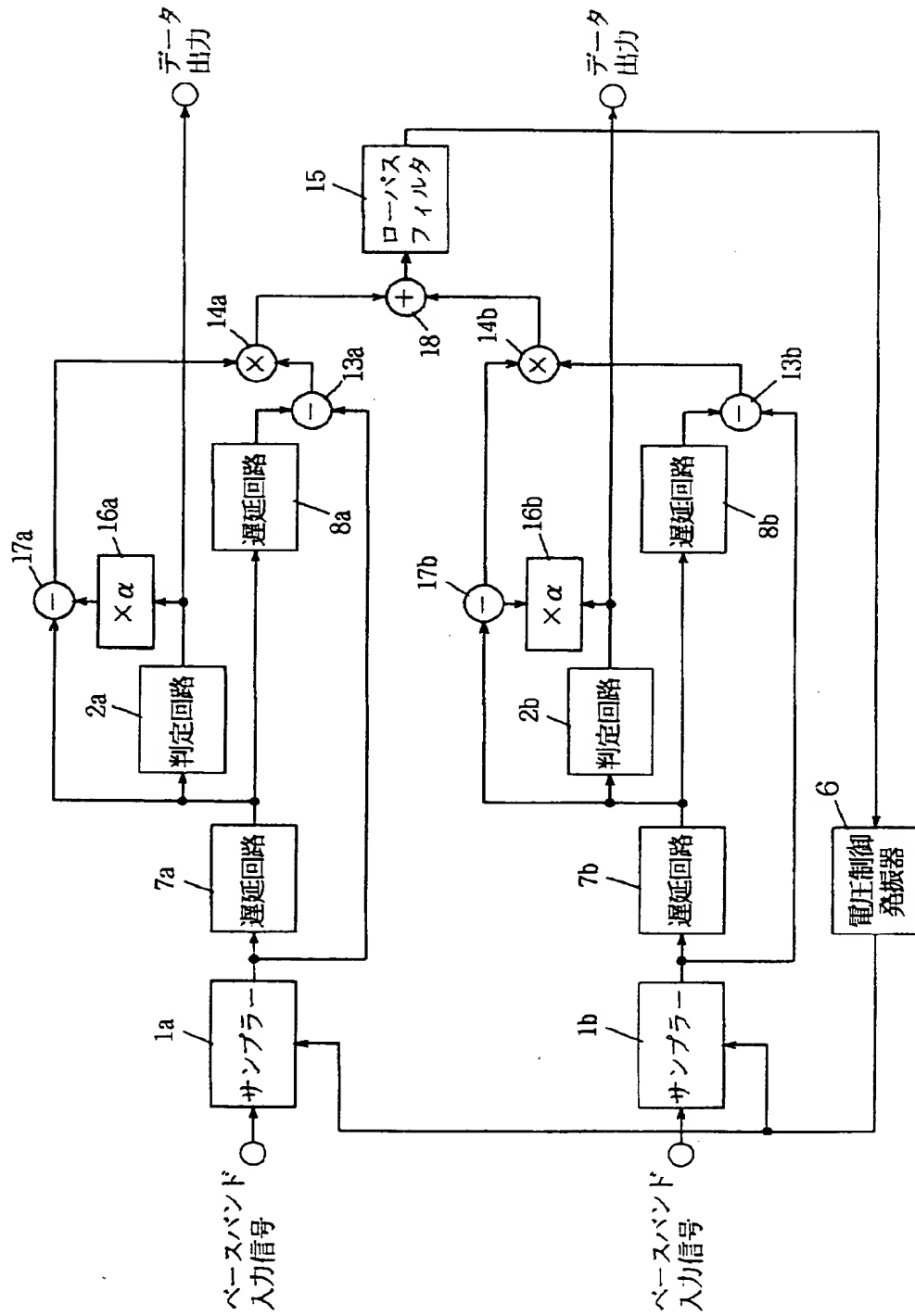
【図 11】



【図 12】



【図 13】



フロントページの続き

(72)発明者 塩見 智則

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

【公報種別】 特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載

【部門区分】 第 7 部門第 3 区分

【発行日】 平成 13 年 4 月 20 日 (2001. 4. 20)

【公開番号】 特開平 8-237309

【公開日】 平成 8 年 9 月 13 日 (1996. 9. 13)

【年通号数】 公開特許公報 8-2374

【出願番号】 特願平 7-36783

【国際特許分類第 7 版】

H04L 25/40

7/027

27/22

【F I】

H04L 25/40 C

7/02 A

27/22 C

【手続補正書】

【提出日】 平成 12 年 2 月 2 日 (2000. 2. 2)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0020

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0020】請求項 13 に係る発明は、入力信号をサンプリングして得たサンプル値から元のデータを再生する装置であって、サンプリングクロックを発生するクロック発生手段と、サンプリングクロックに同期して入力信号をサンプリングしてサンプル値を出力するサンプラと、サンプル値と所定の時間関係を有する第 1 のサン

ル値から、当該第 1 のサンプル値に対する送信シンボルの推定値の定数倍を減じると共に、その出力がサンプル値に対して時間軸上で所定シンボル分遅延されている演算手段と、演算手段の出力に対して時間軸上で 1 シンボル分ずれた第 2 のサンプル値から、当該演算手段の出力に対して第 2 のサンプル値とは逆方向に 1 シンボル分ずれた第 3 のサンプル値を減ずる減算手段と、演算手段の出力と減算手段の出力とを乗算する乗算手段と、乗算手段の出力の低域を通過させるローパスフィルタとを備え、ローパスフィルタの出力により、クロック発生手段におけるサンプリングクロックの位相を変化させることを特徴とする。